



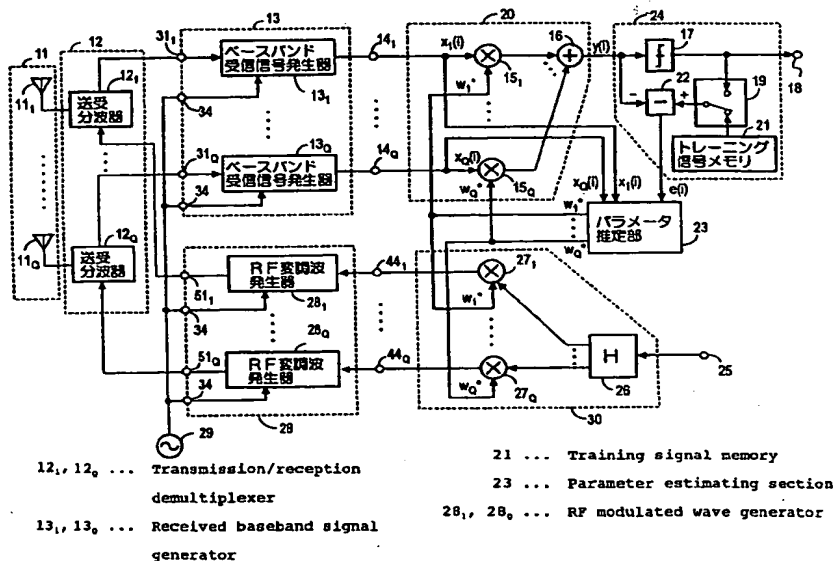
(51) 国際特許分類 H04B 7/005, H01Q 3/26	A1	(11) 国際公開番号 WO98/56121 (43) 国際公開日 1998年12月10日(10.12.98)
(21) 国際出願番号 PCT/JP98/02421 (22) 国際出願日 1998年6月2日(02.06.98) (30) 優先権データ 特願平9/145343 1997年6月3日(03.06.97) JP (71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社 (NTT MOBILE COMMUNICATIONS NETWORK INC.)[JP/JP] 〒105-8436 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 Tokyo, (JP) (72) 発明者; および (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ) 府川和彦(FUKAWA, Kazuhiko)[JP/JP] 〒236-0032 神奈川県横浜市金沢区六浦町957番地3-301 Kanagawa, (JP) (74) 代理人 弁理士 草野 卓, 外(KUSANO, Takashi et al.) 〒160-0022 東京都新宿区新宿四丁目2番21号 相模ビル Tokyo, (JP)		(81) 指定国 CA, CN, JP, KR, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE). 添付公開書類 国際調査報告書

(54) Title: **ADAPTIVE ARRAY TRANSCEIVER**

(54) 発明の名称 **アダプティブアレイ送受信機**

(57) Abstract

An adaptive array transceiver wherein: received baseband signals from antennas (11, to 11_Q) are multiplied by weight coefficients to effect linear synthesisization, judgment signals are lagged by one symbol and multiplied by feedback filter constants (W_b^*) to produce an intersymbol interference; the intersymbol interference is subtracted from the linearly synthesized output ($Y(i)$), and the resultant output is subjected to sign judgment, and the sign judgment signal is outputted; and an error signal ($e(i)$) representing the difference between the input of a judging unit (17) and the judgment signal is generated, and a parameter estimating section (71) estimates weighting coefficients (W_1^* to W_Q^*) and the feedback filter coefficient (W_b^*) so that the square of the error signal ($e(i)$) is minimized. On the transmission side, the transmission signal is lagged by one T and multiplied by W_b^* , and the intersymbol interference is subtracted from the transmission signal to give distortion to the signal. The resultant outputs are multiplied by W_1^* to W_Q^* , respectively, to generate transmission baseband signals to the antennas (11₁ to 11_Q).



【特許請求の範囲】

1. TDD方式におけるアダプティブアレイ送受信機であり、以下を含む：

Q本の送受共用アンテナからの受信波をベースバンドに変換し受信ベースバンド信号群を出力する受信手段と、Qは2以上の整数であり、

上記受信ベースバンド信号群に対して各々重み付け係数により重み付けを行い、それによって得られた重み付け受信ベースバンド信号を足し合わせて合成信号を生成する線形合成手段と、

帰還複素シンボル信号と帰還形フィルタ係数との畳み込み演算を行い、それによって得られた演算結果を帰還信号として出力する帰還形フィルタ手段と、

上記合成信号と上記帰還信号を入力として信号判定を行い判定信号を出力し、更にその信号判定に伴う誤差信号と上記帰還複素シンボル信号とパラメータ推定用複素シンボルを出力する信号判定手段と、

上記受信ベースバンド信号群と上記パラメータ推定用複素シンボル信号と上記誤差信号を入力し、上記誤差信号の2乗平均が最小になるように、上記重み付け係数と上記帰還形フィルタ係数を推定し出力するパラメータ推定手段と、

上記帰還形フィルタ係数を、遅延した送信歪信号に畳み込み演算して推定伝送路歪を得て、送信信号から上記推定伝送路歪を減算し、その減算結果を上記送信歪信号として生成する送信歪手段と、

上記送信歪信号に上記重み付け係数との重み付け演算を行い、Q個の送信ベースバンド信号を生成する送信ベースバンド生成手段と、

上記送信ベースバンド信号をRF周波数に変換して対応する上記送受共用アンテナから送信する送信手段。

2. 請求項1のアダプティブアレイ送受信機において、上記送信歪信号を所定の帯域に制限し、それによって帯域制限された上記送信歪信号を上記送信ベースバンド生成手段に与える送信フィルタ手段が設けられている。

3. 請求項1のアダプティブアレイ送受信機において、さらに上記送信歪信号の電力が予め決めた値の範囲内になるよう、上記送信歪信号に対しモジュロ演算を行うモジュロ演算手段が設けられている。

4. 請求項1、2又は3のアダプティブアレイ送受信機において、上記信号判定手段は、上記合成信号から上記帰還信号を減算して符号間干渉除去信号を生成する第1減算手段と、上記符号間干渉除去信号を硬判定して上記判定信号を出力する判定器と、上記判定信号を遅延し上記帰還複素シンボル信号及び上記パラメータ推定用複素シンボル信号として出力する遅延素子と、上記符号間干渉除去信号と上記判定信号との差分を上記誤差信号として出力する第2減算手段とを含む。

5. 請求項1、2又は3のアダプティブアレイ送受信機において、上記信号判定手段は、上記合成信号から上記帰還信号を差し引いて上記誤差信号を生成する減算手段と、上記誤差信号の2乗を尤度情報として最尤系列推定により信号判定を行い、上記判定信号を出力すると共に、複素シンボル候補を上記帰還複素シンボル信号として出力する最尤系列推定手段とを含む。

6. 請求項5のアダプティブアレイ送受信機において、上記帰還形フィルタ手段は、過去の上記複素シンボル候補と上記帰還形フィルタ係数との畳み込み演算を行う乗算手段と、その演算結果と現時点の上記複素シンボル候補とを加算し、その加算結果を上記帰還信号として出力する複素加算器とを含む。

7. 請求項5のアダプティブアレイ送受信機において、上記帰還形フィルタ手段は上記複素シンボル候補と上記帰還形フィルタ係数との畳み込み演算を行う複素乗算手段と、その演算結果と過去の上記複素シンボル候補とを加算し、その加算結果を上記帰還信号として出力する複素加算器とを含む。

8. 請求項5のアダプティブアレイ送受信機において、上記パラメータ推定手段は、上記信号判定手段の最尤系列推定の状態ごとに上記パラメータ推定用複素シンボル信号として入力された上記複素シンボル候補と、上記誤差信号と、上記受信ベースバンド信号群とに基づいて、上記重み付け係数と上記帰還形フィルタ係数を推定する手段であり、受信バーストの最終シンボルで最尤系列に対応する上記状態の上記重み付け係数と上記帰還形フィルタ係数を上記送信歪手段と上記送信ベースバンド生成手段に設定する。

9. 請求項5のアダプティブアレイ送受信機において、上記パラメータ推定手段は、上記パラメータ推定用複素シンボル信号として上記判定信号が入力され、上記受信ベースバンド信号群を上記信号判定手段の判定遅延分遅延させる第1遅延

手段と、上記誤差信号を上記判定遅延分遅延する第2遅延手段と、遅延された上記誤差信号と遅延された上記受信ベースバンド信号と上記判定信号とに基づき上記重み付け係数と上記帰還形フィルタ係数を推定するパラメータ推定回路とを含み、受信バーストの最終シンボルで求めた上記状態の上記重み付け係数と上記帰還形フィルタ係数を上記送信歪手段と上記送信ベースバンド生成手段に設定する。

10. 請求項1、2又は3のアダプティブアレイ送受信機において、上記パラメータ推定手段は、受信信号中のトレーニング信号区間において上記パラメータ推定用複素シンボル信号として受信トレーニング信号を入力し、上記受信トレーニング信号の最終シンボルでパラメータ推定を終了して、このときの上記重み付け係数と上記帰還形フィルタ係数を上記送信歪手段と上記送信ベースバンド生成手段に設定する。

11. 請求項10のアダプティブアレイ送受信機において、上記信号判定手段は、トレーニング信号が格納されたトレーニング信号メモリと、受信信号のトレーニング信号区間において上記トレーニング信号メモリから読み出されたトレーニング信号を上記帰還複素シンボル信号として出力するスイッチ手段とを含む。

12. 請求項1、2又は3のアダプティブアレイ送受信機において、上記線形合成手段は、上記受信ベースバンド信号群を各々乗算器で上記重み付け係数を乗算する第1複素乗算器と、その乗算結果を足し合わせたものを上記合成信号として出力する第1複素加算器とを有し、上記送信ベースバンド生成手段は、上記送信歪フィルタ信号に上記重み付け係数を乗算する第2複素乗算器を有し、その乗算結果をQ個の上記送信ベースバンド信号として出力する。

13. 請求項2のアダプティブアレイ送受信機において、上記線形合成手段は、上記受信ベースバンド信号群に上記重み付け係数をタップ係数として畳み込み演算する第1トランスバーサルフィルタと、それらの演算結果を足し合わせ上記合成信号として出力する第1複素加算手段を含み、上記送信ベースバンド生成手段は、上記送信歪信号に上記重み付け係数をタップ係数として畳み込み演算する第2トランスバーサルフィルタを含み、それらの演算結果をQ個の上記送信ベースバンド信号として出力する。

14. 請求項13のアダプティブアレイ送受信機において、上記線形合成手段と

上記送信ベースバンド生成手段の上記第1及び第2トランスバーサルフィルタは分数間隔形トランスバーサルフィルタであり、上記送信フィルタ手段は、上記送信歪フィルタ信号を、上記分数間隔形トランスバーサルフィルタの遅延素子の遅延時間をサンプリング周期とする信号に変換する。

15. 請求項3のアダプティブアレイ送受信機において、上記送信歪み手段は、送信トレーニング信号区間において増幅率を制御して上記モジュロ演算手段の出力をパルス波形にする手段が設けられている。

【発明の詳細な説明】

アダプティブアレイ送受信機

技術分野

この発明は、デジタル無線通信において干渉波及び符号間干渉による劣化を抑圧するアダプティブアレイ送受信機に関するものであり、特に、上り回線と下り回線で同一キャリア周波数を使用するTDD方式におけるアダプティブアレイ送受信機に関する。

従来の技術

デジタル移動通信においては、周波数の有効利用を図るため周波数のゾーン繰返しを行っており、同一チャネル干渉対策が重要な課題の一つである。干渉キャンセラの一種であるアダプティブアレイはその有望な技術の一つであり、上り回線における基地局受信を例に、その動作を図1を用いて説明する。アダプティブアレイによれば、アレイアンテナ11を構成する複数のアンテナからの受信信号の位相、振幅を制御して合成することにより、アレイアンテナ全体としての指向性10を適応的に制御して干渉波を抑圧することができる。図1に示す例において、基地局BSが移動局M1からの送信波を受信する場合は、干渉局となる移動局M2及びM3からの受信波を抑えるため、移動局M2及びM3の方向に対してアレイアンテナ11のアンテナゲインを下げて受信される干渉を抑え、移動局M1方向のアンテナゲインを高くして希望波が十分大きなレベルで受信されるようにしている。

図2はTDD(Time Division Duplex)方式におけるフレーム構成を示す。TDD方式では、図2行Aに示すように、例えば移動局M1、M2、M3が同一周波数のキャリアを時分割で使用し、しかも各移動局の使用する上り回線（アップリンク）ULと下り回線（ダウンリンク）DLのキャリア周波数も同じである。従って、例えば移動局M1は図2行Bに示すように、与えられたタイムスロットの上り回線ULでバースト状に信号を基地局に送信し、下り回線DLでバースト状に基地局からの信号を受信する。各バースト信号はトレーニング信号TRとそれに続くデータ信号DATAとから構成され、上りバースト信号と下りバースト信号はガードタイムT_Gを間に挟んで隣接している。従って、伝送路のインパルスレス

ポンスが上下バーストの間に急激に変動しなければ、上り回線と下り回線の伝送路インパルスレスポンスはほぼ同じと見なせる。ガードタイム T_g は伝送路の比較的長い伝送路遅延を考慮して決められる。

この様に、TDD方式のように上り回線と下り回線で同一のキャリア周波数を用いる方式では、隣接する上りバースト信号と下りバースト信号はほぼ同じ伝送路を伝搬すると見なせるので、上り回線と下り回線の伝送路のインパルスレスポンスも同じであるとみなせる。従って、上り回線で得られた受信アンテナゲインのパターンを、下り回線の送信アンテナパターンとして用いれば、下り回線の移動局における受信干渉を低減できる。このことを図1で説明するならば、受信アンテナゲインを送信アンテナパターン10とすると、移動局M2及びM3の方向に電波は飛ばず移動局M1の方向に送信波が送信されるので、移動局M2及びM3における干渉を抑えることができる。

この送信方式を用いたアダプティブアレイ送受信機が例えば富里 繁、松本正による“TDD移動通信システムにおけるアダプティブアレイ送受アレーの効果”，B-5-87，1997年電子情報通信学会総合大会、に示されており、その構成を多少補って図3に示す。なお、図3において受信ベースバンド信号のサンプリング周期 T_s は変調のシンボル周期 T に等しいとする。

アレイアンテナ11を構成する Q (Q は2以上の整数) 本の送受共用アンテナ $11_1 \sim 11_Q$ から送受分波器 $12_1 \sim 12_Q$ を通った受信波は、それぞれ対応するベースバンド受信信号発生器 $13_1 \sim 13_Q$ でベースバンド帯に変換され、受信ベースバンド信号として出力端子 $14_1 \sim 14_Q$ から出力される。ここで、受信ベースバンド信号は同相成分と直交成分を有する信号であり、図中のベースバンド受信信号発生器 $13_1 \sim 13_Q$ は受信部13を構成している。以後、ベースバンド信号は全て、同相成分を実部、直交成分を虚部とする複素表示で表わすことにする。送受共用アンテナ $11_1 \sim 11_Q$ からの高周波受信信号に対応する受信ベースバンド信号 $x_1(i) \sim x_Q(i)$ は、複素乗算器 $15_1 \sim 15_Q$ でそれぞれ重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ が乗算された後、複素加算器16で互いに加算され合成信号 $y(i)$ として出力される。この重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を適応的に制御することでアレイアンテナ11の受信アンテナゲインの指向性を制御することができ、従って干渉

波を抑圧するように合成信号 $y(i)$ を生成することができる。ここで、複素乗算器 $15_1 \sim 15_Q$ と複素加算器 16 は線形合成部 20 を構成している。判定器 17 は合成信号 $y(i)$ を硬判定して判定信号を出力端子 18 から出力する。

パラメータ推定の初期収束の為に既知のトレーニング信号を使用するものとし、受信信号は、図2で説明したようにトレーニング信号の後にデータ信号が続くバースト構成で送られるものとする。スイッチ回路 19 は、トレーニング信号区間ではトレーニング信号メモリ 21 が出力するトレーニング信号を、続くデータ信号区間では判定信号を出力する。複素減算器 22 は、スイッチ回路 19 の出力と複素加算器 16 からの合成信号との差分を誤差信号 $e(i)$ として出力する。ここで、判定器 17 、スイッチ回路 19 、トレーニング信号メモリ 21 と複素減算器 22 は信号判定部 24 を構成している。パラメータ推定部 23 は、受信ベースバンド信号群 $x_1(i) \sim x_Q(i)$ と誤差信号 $e(i)$ を入力として、誤差信号 $e(i)$ の2乗平均が最小になるように、最小2乗法のアルゴリズムを用いて重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を推定する。

一方、送信信号は入力端子 25 から入力しハイブリッド 26 を通して、複素乗算器 $27_1 \sim 27_Q$ へと入力される。複素乗算器 $27_1 \sim 27_Q$ では、送信信号に上述の重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ をそれぞれ乗算する。これは、送信アンテナパターンを受信アンテナパターンに一致させることと等価な操作である。ここで、ハイブリッド 26 と複素乗算器 $27_1 \sim 27_Q$ は送信ベースバンド生成部 30 を構成している。複素乗算器 $27_1 \sim 27_Q$ の Q 個の出力信号は、送信ベースバンド信号としてRF変調波発生器 $28_1 \sim 28_Q$ でそれぞれRF周波数帯に変換され、送受分波器 $12_1 \sim 12_Q$ を通して対応する送受共用アンテナ $11_1 \sim 11_Q$ から送信される。ここで、RF変調波発生器 $28_1 \sim 28_Q$ は送信部 28 を構成している。

上記のベースバンド受信信号発生器 $13_1 \sim 13_Q$ とRF変調波発生器 $28_1 \sim 28_Q$ は、キャリア信号発生器 29 が出力するキャリア信号により、周波数ダウンコンバート及びアップコンバートを行う。図4にベースバンド受信信号発生器 $13_q (q=1, \dots, Q)$ の構成を示す。入力端子 31_q から入力する受信波は、低雑音アンプ 32 で増幅された後にハイブリッド 33 で分岐される。その1つの信号

は、入力端子34からのキャリア信号を乗算器35で乗算された後に、低域通過フィルタ36へ入力され、その後、A/D変換器37でサンプリング周期 T_s ごとにサンプリングされデジタル信号に変換される。ハイブリッド33よりの他方の信号は移相器38で90度位相回転したキャリア信号と乗算器39で乗算され、低域通過フィルタ41へ入力された後にA/D変換器42でサンプリングされ、デジタル信号に変換される。この操作は準同期検波であり、A/D変換器37及び42の出力は準同期検波信号の同相成分及び直交成分に相当し、2つを合わせて受信ベースバンド信号 x_q として出力端子14_qから出力され、図3の乗算器15_qに供給される。

次に、図5にRF変調波発生器28_q ($q=1, \dots, Q$)の構成を示す。入力端子44_qから送信ベースバンド信号 v_q が入力する。送信ベースバンド信号 v_q の同相成分は乗算器45で入力端子34からのキャリア信号が乗算される。一方、直交成分は移相器46で90度位相回転したキャリア信号が乗算器47により乗算される。乗算器45及び47の出力は加算器48で合成された後、送信アンプ49で増幅され、出力端子51_qから出力され、図3の送受分波器12_qを経てアンテナ11_qに供給される。

さて、図3に示したアダプティブアレイ送受信機では、遅延波の遅延時間が変調のシンボル周期 T の0.2倍より長くなると符号間干渉が無視できなくなる。そのような遅延波が到来する場合、即ち周波数選択性フェージング条件において、希望局からの遅延波は干渉波として除去されるので無駄になってしまい、希望局からの電波を有効に受信してないことになる。加えて、アンテナの数を Q とし、希望波の遅延波も含めて干渉波の数を Q 以上とすれば、 $Q-1$ までの干渉波しか除去できないので、希望波の遅延波を除去する分、他干渉局からの電波を除去できなくなり、受信伝送特性が劣化する。また、アダプティブアレイ送受信機の送信波を受信する移動局は、遅延波による符号間干渉の劣化を抑えるため、受信機に等化器の機能を付加しなくてはならず、移動局の受信機のハードウェア規模は膨大なものとなる。

以上説明したように、従来のアダプティブアレイ送受信機では、周波数選択性フェージング条件で、希望局からの電波を有効に受信できず、他局からの干渉波

を除去しきれないので受信伝送特性が劣化し、加えて、送信波を受信する移動局の受信機に等化器の機能が必要となりハードウェア化が困難になるという欠点があった。

この発明の目的は、周波数選択性フェージング条件の場合でも受信伝送特性が劣化せず、かつ移動局の受信機に等化器の機能を必要としないアダプティブアレイ送受信機を提供することにある。

発明の開示

TDD方式を使うこの発明によるアダプティブアレイ送受信機は：

Q（Qは2以上）本の送受共用アンテナからの受信波をベースバンドに変換し受信ベースバンド信号群を出力する受信手段と、

上記受信ベースバンド信号群に対して各々重み付け係数により重み付けを行い、それによって得られた重み付け受信ベースバンド信号を足し合わせて合成信号を生成する線形合成手段と、

帰還複素シンボル信号と帰還形フィルタ係数との畳み込み演算を行い、それによって得られた演算結果を帰還信号として出力する帰還形フィルタ手段と、

上記合成信号と上記帰還信号を入力として信号判定を行い判定信号を出力し、更にその信号判定に伴う誤差信号と上記帰還複素シンボル信号とパラメータ推定用複素シンボルを出力する信号判定手段と、

上記受信ベースバンド信号群と上記パラメータ推定用複素シンボル信号と上記誤差信号を入力し、上記誤差信号の2乗平均が最小になるように、上記重み付け係数と上記帰還形フィルタ係数を推定し出力するパラメータ推定手段と、

上記帰還形フィルタ係数を、遅延した送信歪信号に畳み込み演算して推定伝送路歪を得て、送信信号から上記推定伝送路歪を減算し、その減算結果を上記送信歪信号として生成する送信歪手段と、

上記送信歪信号に上記重み付け係数との重み付け演算を行い、Q個の送信ベースバンド信号を生成する送信ベースバンド生成手段と、

上記送信ベースバンド信号をRF周波数に変換して対応する上記送受共用アンテナから送信する送信手段、
とを含む。

上記信号判定手段は、合成信号を硬判定する判定帰還を行うものでもよいし、レプリカ信号との差分を誤差信号として、この誤差信号を基に最尤系列推定により信号判定を行う最尤系列推定を行うものでもよい。

図面の簡単な説明

図1は基地局における従来のアダプティブアレイのアンテナ指向特性と基地局及び移動局位置の関係例を示す図。

図2はTDDにおけるバースト信号のフレーム構成を示す図。

図3は従来のアダプティブアレイ送受信機の機能的構成を示すブロック図。

図4は図3におけるベースバンド受信信号発生器13の機能的構成を示すブロック図。

図5は図3におけるRF変調波発生器28の機能的構成を示すブロック図。

図6はこの発明の実施例1の機能構成を示すブロック図。

図7はこの発明の実施例2中のアダプティブアレイ等化受信部の機能構成を示すブロック図。

図8は図7におけるビタビアルゴリズムによるトレリス図の例。

図9は図7の変形実施例を示す機能構成ブロック図。

図10は図7の他の変形実施例を示す機能構成ブロック図。

図11は図6の変形実施例を示す機能構成ブロック図。

図12は図7の更に他の変形実施例を示す機能構成ブロック図。

図13は乗算器としてトランスバーサルフィルタを使用した場合の実施例を示す機能ブロック図。

図14は図13におけるトランスバーサルフィルタの構成例を示すブロック図。

。

図15は分数間隔形トランスバーサルフィルタの例を示すブロック図。

図16Aはトレーニング信号区間において複素乗算器77に与える利得制御信号を示す波形図。

図16Bは図16Aの利得制御信号によってパルス化された送信歪信号 $b(i)$ の波形図。

発明を実施するための最良の形態

実施例 1

この発明の実施例 1 の構成を図 6 に示す。ただし、アレイアンテナ 11、送受分波部 12、ベースバンド受信信号発生部 13、及び RF 変調波発生部 28 の構成は図 3 におけるものと同様なので、図にはブロックのみを示してある。ここでは、サンプリング周期 T_s はシンボル周期 T に等しく、希望波の遅延波の最大遅延時間を $1T$ とする。端子 $14_1 \sim 14_Q$ から受信ベースバンド信号群 $x_1(i) \sim x_Q(i)$ が入力する。送受共用アンテナ 11 からの高周波受信信号に対応する受信ベースバンド信号 $x_1(i) \sim x_Q(i)$ は、複素乗算器 $15_1 \sim 15_Q$ で重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ をそれぞれ乗算された後、複素加算器 16 で互いに加算され、合成信号 $y(i)$ として出力される。この重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を適応的に制御することで受信アンテナゲインの指向性を制御することができ、干渉波を抑圧するように合成信号 $y(i)$ を生成することができる。ここで、複素乗算器 $15_1 \sim 15_Q$ と複素加算器 16 は線形合成部 20 を構成している。

この実施例では、パラメータ推定の初期収束の為にスイッチ回路 19 が、トレーニング信号区間ではトレーニング信号メモリ 21 から読み出された既知のトレーニング信号を減算器 22 に与え、合成信号との誤差信号 $e(i)$ を得る。それに基づいて、後述するようにパラメータ推定部 71 は伝送路のインパルス応答（帰還形フィルタ係数 w_b^* に対応）及び重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を推定する。トレーニング信号に続くデータ信号区間ではスイッチ回路 19 は判定器 17 が出力する判定信号を減算器 22 に与えて合成信号と比較し、それら間の誤差 $e(i)$ に基づいてパラメータ推定回路 71 は帰還形フィルタ係数 w_b^* と重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を適応的に更新する。

この実施例ではスイッチ回路 19 の出力である複素シンボル信号 $a_R(i)$ を遅延素子 62 で $1T$ 遅延させ、複素乗算器 63 で帰還形フィルタ係数 w_b^* を畳み込み演算（乗算）し、帰還信号として出力する。帰還信号は遅延波による符号間干渉を推定したものであり、複素乗算器 63 は帰還形フィルタ部 64 を構成している。複素減算器 65 は、符号間干渉を除去するため、合成信号 $y(i)$ から帰還信号を差し引いて符号間干渉除去信号を生成し、判定器 17 へ与える。判定器 17 はこ

の信号を硬判定して判定信号を出力端子18から出力する。複素減算器22は、符号間干渉除去信号と、判定信号であるスイッチ回路19の出力 $a_R(i)$ との差分を

誤差信号 $e(i)$ として出力し、パラメータ推定部71に与える。遅延素子62、複素減算器22及び65、判定器17、スイッチ回路19とトレーニング信号メモリ21は、信号判定部67を構成し、信号判定部67と帰還フィルタ部64は判定帰還形の等化器66を構成している。また、線形合成部20と等化器66とを併せて、アダプティブアレイ等化受信部60と呼ぶことにする。

パラメータ推定部71は、受信ベースバンド信号群 $x_1(i) \sim x_Q(i)$ と、遅延した判定信号である遅延素子出力 $a_R(i-1)$ と、誤差信号 $e(i)$ とを入力として、誤差信号 $e(i)$ の平均2乗が最小になるように最小2乗法のアルゴリズムを用いて重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ と帰還形フィルタ係数 w_b^* を推定し出力する。

上述の信号判定部67では遅延波による符号間干渉を除去しているので、上述の線形合成部20において希望波の遅延波は除去されていない。線形合成部20においては、アンテナの数を Q とすれば $Q-1$ までの干渉波しか除去できないので、希望波の遅延波を除去しなくてすむ分、他干渉局からの電波を除去できることになる。一方、図3に示した従来のものは、信号判定部24において合成信号から符号間干渉を除去する構成になっておらず、パラメータ推定部23における適応アルゴリズムによりむしろ希望局からの遅延波成分は干渉波とみなされ、線形合成部20に対する重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を制御することで除去されてしまうので、その分、他の干渉局からの除去できる干渉波の数が減ることになる。従って、この実施例の方がより他干渉局からの電波を除去できる分、受信伝送特性が改善される。

次に、図6の送信部について説明する。前述のように、TDD方式では上り回線と下り回線は同一キャリア周波数を用いるため、上り回線、下り回線の伝送路はほぼ同じとみなすことができる。そこで、送信側では、受信側で上り信号の最後のシンボルを受信したときに算出した帰還形フィルタ係数 w_b^* を複素乗算器74でそのまま使い、予測される符号間干渉による伝送路歪を生成し、その伝送路

歪を送信すべきベースバンド信号 $a_T(i)$ から予め減算器75で減算しておく、即ちプリコーディングを行う。更に、係数 w_b^* を算出した時に算出されている重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ をそのまま使って送信ベースバンド生成部30に対して使うことにより、アレイアンテナ11の受信アンテナパターンと同じアンテナパターン

を送信時に設定する。即ち、送信歪信号 $b(i)$ は遅延素子73で1T遅延された後、複素乗算器74で帰還形フィルタ係数 w_b^* を乗算される。複素減算器75では、入力端子25から入力する送信複素シンボル信号 $a_T(i)$ から、この乗算結果を差し引く。送信歪信号（複素シンボル信号） $b(i)$ のI軸及びQ軸における信号点の数をMとすると、modulo演算部72はその減算結果 $\{a_T(i) - w_b^* b(i-1)\}$ に対しmodulo 2M演算を行う。即ち、次式

$$b(i) = \{a_T(i) - w_b^* b(i-1)\} \bmod 2M \quad (1)$$

を演算することにより、複素減算器75の減算結果の実部又は虚部が $-M \sim +M$ の領域外にあった場合、その実部又は虚部に対し2Mの整数倍を減算又は加算することになり、 $-M \sim +M$ の領域内にシフトさせることができる。QPSK変調の場合、 $M=2$ である。この処理は、送信歪信号 $b(i)$ が遅延素子73、複素乗算器74を経て複素減算器75に帰還されることにより、伝送路の状態によって帰還ループが発散してしまうのを防ぐためである。なお、移動局の受信機はこのmodulo演算を考慮して信号判定をする必要がある。この様なmodulo演算による発散防止は、例えばHarashima et al, "Matched-Transmission Technique for Channels with Intersymbol Interference", IEEE Trans. Commun., vol. COM-20, pp.774-780, August 1972 に示されているが、この発明のようなアダプティブアレイへの適用は示されていない。

式(1)により得られた信号を新たに送信歪信号 $b(i)$ とする。ここで、複素減算器75、modulo演算器72、遅延素子73及び複素乗算器74は送信歪部76を構成している。乗算器77、78については後述することにし、ここでは利得 $G_0 = G_1 = 1$ を乗算するものとする（即ちこの実施例では省略してもよい）。このように送信信号をプリコーディングする目的は、この送信信号を受信する受信端において、遅延波による符号間干渉を受けない受信波を生成する為であり、伝送路で

受けるであろう符号間干渉に相当する歪分を送信信号 $a_T(i)$ から予め引き算しておくことにより、受信端でその歪が打消されるようにする。

送信歪部76の出力信号である送信歪信号 $b(i)$ は送信フィルタ部79において所定の帯域に制限されてからハイブリッド26を経て、複素乗算器271~27Qへと入力される。複素乗算器271~27Qでは、帯域制限された送信歪信号

$b(i)$ に上述の重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を乗算する。これは、送信アンテナパターンを受信アンテナパターンに一致させることと等価な操作である。複素乗算器271~27QのQ個の出力信号は、送信ベースバンド信号として、出力端子441~44QからRF変調波発生部28、送受分波部12を経てアレイアンテナ11に供給される。ここで、送信フィルタ部79と、ハイブリッド26と複素乗算器271~27Qは送信ベースバンド生成部30を構成し、送信歪部76と送信ベースバンド生成部30は送信アレイプリコーディング部70を構成している。

送信歪信号 $b(i)$ を送信すると、受信端において受信波が符号間干渉を受けないことを既に述べた。次にこれを数式を使って説明する。まず、線形合成部20の出力信号である合成信号 $y(i)$ は、スイッチ回路19の出力 $a_R(i)$ 、帰還形フィルタ係数 w_b^* 及び誤差信号 $e(i)$ を用いて表すと

$$y(i) = a_R(i) + w_b^* a_R(i-1) + e(i) \quad (2)$$

となる。 $y(i)$ の z 変換を $Y(z^{-1})$ 、 $a_R(i)$ の z 変換を $A_R(z^{-1})$ 、及び $e(i)$ の z 変換を $E(z^{-1})$ として、式(2)を z 変換で表すと

$$Y(z^{-1}) = (1 + w_b^* z^{-1}) A_R(z^{-1}) + E(z^{-1}) \quad (3)$$

となる。従って、伝送路インパルスレスポンスの z 変換を $H(z^{-1})$ とすると、

$$H(z^{-1}) = (1 + w_b^* z^{-1}) \quad (4)$$

となる。次に、送信歪信号 $b(i)$ を送信信号 $a_T(i)$ と帰還形フィルタ係数 w_b^* を用いて表すと

$$b(i) = a_T(i) - w_b^* b(i-1) + 2Mc(i) \quad (5)$$

となる。ここで、 $c(i)$ は実部と虚部が整数となる離散複素数である。り、 $b(i)$ の z 変換を $B(z^{-1})$ 、 $a_T(i)$ の z 変換を $A_T(z^{-1})$ 、 $c(i)$ の z 変換を $C(z^{-1})$ として、式(5)を z 変換で表すと

$$(1+w_b^*z^{-1})B(z^{-1})=A_T(z^{-1})+2MC(z^{-1}) \quad (6)$$

となる。さらに式(4)を用いると、式(6)は

$$H(z^{-1})B(z^{-1})=A_T(z^{-1})+2MC(z^{-1}) \quad (7)$$

となる。ここで、 $H(z^{-1})B(z^{-1})$ は受信端における受信信号であり、これが $a_T(i)$ の z 変換 $A(z^{-1})$ と $2Mc(i)$ の z 変換 $2MC(z^{-1})$ との和に等しいということは、受信信号が離散複素数が加わるものの、遅延波による符号間干渉を受けていないことを

意味する。

このように、周波数選択性フェージング条件でも受信信号が遅延波による符号間干渉を受けないので、移動局の受信機に等化器の機能が不要となり、ハードウェア化が簡単になる。

実施例2

前述の図6に示した実施例におけるアダプティブアレイ等化受信部60の等化器66は、信号判定部67において合成信号から遅延波による符号間干渉を除去しているので、希望波の遅延波の電力が有効に使われていない。この電力を有効に用いるアダプティブアレイ等化受信部60の実施例を図7に示す。この実施例では等化器66の信号判定部67に最尤系列判定法を用いる。なお、その他のアレイアンテナ11、送受分波部12、ベースバンド受信信号発生部13、RF変調波発生部28、送信アレイプリコーディング部70等は、図6に示したものと同じものを適用するものとし、図示していない。また、サンプリング周期 T_s はシンボル周期 T に等しく、希望波の遅延波の最大遅延時間を $1T$ とする。

端子14₁~14_Qからの受信ベースバンド信号群 $x_1(i) \sim x_Q(i)$ は、複素乗算器15₁~15_Qで重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ をそれぞれ乗算された後、複素加算器16で互いに加算され、合成信号 $y(i)$ として出力される。この重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を適応的に制御することで受信アンテナゲインの指向性を制御し、干渉波が抑圧された希望波の合成信号 $y(i)$ を生成することができる。

信号判定部67は複素減算器86と、2乗演算回路87と、ピタビアルゴリズム演算回路81と、スイッチ回路19と、トレーニング信号メモリ21とから構成されている。この実施例においても、スイッチ回路19により受信信号のトレ

ーニング信号区間ではメモリ 21 から読み出されたトレーニング信号が選択され、データ信号区間ではビタビアルゴリズム演算回路 81 からの受信信号に対する候補シンボル信号が選択され、帰還形フィルタ部 85 に与えられる。ビタビアルゴリズム演算回路 81 が出力する複素シンボル候補 $a_m(i)$ はスイッチ回路 19 を経て、帰還形フィルタ部 85 において、遅延素子 82 に与えられて 1T 遅延され、他方で複素加算器 84 に与えられる。この遅延素子により遅延された複素シンボル候補 $a_m(i-1)$ はパラメータ推定部 7.1 に与えられると共に、複素乗算器 83

に与えられてパラメータ推定部 7.1 からの帰還形フィルタ係数 w_b^* が畳み込み演算（ここでは乗算）される。乗算結果は複素加算器 84 で遅延前の複素シンボル候補 $a_m(i)$ と足し合わされ、帰還信号として複素減算器 86 に与えられる。ここで、遅延素子 82、複素乗算器 83 及び複素加算器 84 は、帰還形フィルタ部 85 を構成し、図 6 の実施例における帰還形フィルタ部 6.4 に対応する。複素加算器 84 が出力する帰還信号は伝送路遅延と伝送路歪みを受けた受信信号を推定したレプリカ信号である。

複素減算器 86 は、合成信号 $y(i)$ とレプリカ信号との差分を誤差信号 $e(i)$ として出力する。2乗演算回路 87 は、誤差信号 $e(i)$ の絶対値 2 乗に負の定数を乗算した値を尤度情報、即ちブランチメトリックとして出力する。ビタビアルゴリズム演算回路 81 は、上述の複素シンボル候補を出力し、ビタビアルゴリズムを用いて最尤系列推定による信号判定を行う。具体的には、複素シンボル系列候補ごとにブランチメトリックの累積値として対数尤度開数、即ちパスメトリックを計算し、パスメトリックを最大とする複素シンボル系列候補をビタビアルゴリズムにより求める。更に、選択された複素シンボル系列候補の、判定遅延だけ前の複素シンボルを判定信号として出力端子 18 へ出力する。パラメータ推定部 7.1 は、受信ベースバンド信号群 $x_1 \sim x_Q$ と、遅延複素シンボル $a_m(i-1)$ と、誤差信号 $e(i)$ とが与えられ、誤差信号 $e(i)$ のパワーが最小となるよう、最小 2 乗法アルゴリズムにより帰還形フィルタ係数 w_b^* と重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を決定する。この信号判定部 6.7 と帰還形フィルタ部 85 は最尤系列推定を用いた等化器 6.6 を構成

している。

例えば変調方式がQPSK変調で、伝送路が2波1T遅延の場合、最尤系列推定にビタビアルゴリズムを用いると、そのトレリス図は図8に示ようになる。各時刻*i*で生き残ったパス全てに、即ち各状態S1, S2, S3, S4毎に、その状態に対応する複素シンボル $a_m(i)$ を複素シンボル候補として出力し、パラメータ推定部71でパラメータ推定を行う。従って、各時刻では状態数(図8では4)分についてパラメータ推定を行う必要があり、演算量が増すが、伝送路の変動には十分追従できる。なお、送信ベースバンド生成部30に設定する重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ 及び送信歪部76に設定する帰還形フィルタ係数 w_0^* は、受信パ-

ストの最終シンボルで最尤系列に対応する状態のものである。

図7の実施例では、遅延後の複素シンボル信号 $a_m(i-1)$ に対し帰還形フィルタ係数 w_0^* を乗算したが、図9に示すように遅延前のシンボル信号 $a_m(i)$ に帰還形フィルタ係数 w_0^* を乗算してもよい。その場合には、送信側の送信歪部76(図6参照)の複素乗算器74の重み付け係数及び複素乗算器78の利得 G_1 としてそれぞれ $(w_0^*)^{-1}$ を与える。ただし、複素乗算器78は結局単に増幅器として作用するだけなので、利得 $G_1=(w_0^*)^{-1}$ の代わりに $G_1=1$ を与えてもよい(即ち、乗算器78を省略してもよい)。その他の構成は図7と同様である。

図7の実施例において、遅延後のシンボル信号 $a_m(i-1)$ の代わりに図10に示すように、ビタビアルゴリズム演算回路81の判定出力をパラメータ推定部71に与えるように変形してもよい。ビタビアルゴリズムは判定遅延を伴い、判定信号は現時点から判定遅延分遅延するが、伝送路の変動がその判定遅延の間に無視できるのであれば問題はなく、各時刻*i*で状態数分だけパラメータ推定を行う必要がないので演算量を削減できる。この場合、パラメータ推定部71は判定遅延を考慮して図10に示すように受信ベースバンド信号 $x_1(i), \dots, x_Q(i)$ と誤差信号 $e(i)$ に対しそれぞれ判定遅延分だけ遅延回路71C1~71CQ及び71Bによりそれぞれ遅延させてからパラメータ推定回路71Aに与える。

図11は、図6の実施例においてトレーニング信号区間に推定したパラメータ w_0^* 及び $w_1^* \sim w_Q^*$ をデータ信号区間に変更せず、そのまま使う場合の実施例であ

る。この場合、パラメータ推定部 7 1 にはトレーニング信号を複素シンボル列 $a_R(i), a_R(i+1), \dots$ として順次与え、誤差信号 $e(i)$ とトレーニングシンボル信号 $a_R(i)$ 及び受信ベースバンド信号 $x_1 \sim x_Q$ から最小 2 乗法により逐次、重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ と帰還形フィルタ係数 w_b^* を決定し、トレーニング信号の最後のシンボル信号に対して決定されたそれら重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ と帰還形フィルタ係数 w_b^* をデータ信号区間にそのまま変更せずに使用する。

図 1 2 の実施例は、図 9 の実施例に対し図 1 1 の実施例と同様に、トレーニング信号区間で推定したパラメータ $w_1^* \sim w_Q^*$ と w_b^* をデータ信号区間において変更せず使用する場合の実施例である。この場合もトレーニング信号区間におけるパラメータの推定はトレーニング信号メモリ 2 1 からの複素シンボル信号 $a_m(i)$ が

直接パラメータ推定部 7 1 に与えられ、そのトレーニングシンボル信号と、受信ベースバンド信号 $x_1 \sim x_Q$ と、複素減算器 8 6 からの誤差信号 $e(i)$ とから最小 2 乗法アルゴリズムにより逐次パラメータ $w_1^* \sim w_Q^*$ 及び w_b^* を推定する。トレーニング信号の最後の複素シンボル信号に対し推定されたパラメータは、データ信号区間に変更されず、そのまま使用される。

図 7、9、10、12 の実施例における等化器 6 6 では、図 6 の実施例における等化器 6 6 と異なり、遅延波による符号間干渉を除去していないので、希望波の遅延波の電力を有効に利用しており、図 6 及び 1 1 の実施例より更に受信伝送特性を向上させることができる。

以上説明した各実施例では、線形合成部 2 0 において複素乗算器 $15_1 \sim 15_Q$ を使用し、また送信ベースバンド信号生成部 3 0 において複素乗算器 $27_1 \sim 27_Q$ を使用して、それぞれ重み付け係数 $w_1^* \sim w_Q^*$ を乗算する場合を示したが、これらの乗算器の代わりにトランスバーサルフィルタを使用し、重み付け係数 $w_1^H \sim w_Q^H$ をそれぞれフィルタ係数として与えてもよい。その場合の実施例を図 1 3 に示す。図 1 3 において、等化器 6 6 は信号判定部 6 7 として図 6、1 1 に示したような硬判定を行うものでも、図 7、9、10、12 に示したような最尤系列推定を行うものでもどちらでもよい。パラメータ推定部 7 1 は受信ベース信号 $x_1(i) \sim x_Q(i)$ と、誤差信号 $e(i)$ と、受信シンボル $a_R(i)$ 又は $a_R(i-1)$ から帰還形フィ

ルタ係数 w_b^* とフィルタ係数 $w_1^H \sim w_Q^H$ を推定する。これらフィルタ係数は線形合成部20のトランスバーサルフィルタ91₁～91_Qで受信ベースバンド信号 $x_1(i) \sim x_Q(i)$ とそれぞれ畳み込み演算が行われ、送信ベースバンド生成部30のトランスバーサルフィルタ92₁～92_Qでそれぞれ送信歪信号 $b(i)$ と畳み込み演算が行われる。

図13の実施例は、サンプリング周期 T_s がシンボル周期 T に等しい場合である。この場合、線形合成部20の各トランスバーサルフィルタ91_q($q=1, \dots, Q$)は、例えば図14に示すように遅延時間がシンボル周期 T と同じ遅延素子9Aが複数段直列接続され、それら遅延素子の直列接続の入力信号 $x_q(i)$ と、それぞれの遅延段の出力 $x_q(i-1)$, $x_q(i-2)$, ...にそれぞれ乗算器9Bにより重み付け係数(フィルタ係数) w_1^* , w_2^* , w_3^* が乗算され、これらの乗算結果は加算器9Cに

より加算される。即ち入力信号 $x_q(i)$ がフィルタ係数ベクトル W_q^H で畳み込み演算され、出力される。送信ベースバンド生成部30のトランスバーサルフィルタ92₁～92_Qも同様に構成される。

一般に、サンプリング周期 T_s がシンボル周期 T と等しいと、サンプリングクロックのタイミングオフセットにより大幅に平均BER特性が劣化することが知られている。この劣化を避けるためには、サンプリング周期をシンボル周期 T 未満、例えば $T/2$ とする分数間隔サンプリングを行うことが有効である。そのような分数間隔サンプリング周期を実現するには、図13の実施例において、線形合成部20と送信ベースバンド生成部30の各トランスバーサルフィルタ91_q, 92_q($q=1, \dots, Q$)を、例えば図15に示すように、図14のトランスバーサルフィルタの遅延素子9Aをそれぞれ遅延時間がサンプリング周期 T の1/2の遅延素子9A'に置き換えればよい。この構成を図13の全てのトランスバーサルフィルタ91₁～91_Q, 92₁～92_Qに適用した場合、送信歪部76の出力信号はシンボル周期 T 毎に出力されるので、送信フィルタ部79でサンプリング周期 T_s の1/2毎の信号に変換した後、トランスバーサルフィルタ92₁～92_Qに入力する必要がある。この送信フィルタ部79としては、よく知られているコサインロールオフフィルタ又はルートロールオフフィルタ等を用いれば良い。

図6の実施例で説明したように、基地局の送信アレイプリコーディング部70の送信歪部76では、帰還ループが発散するのを防止するためmodulo演算部72を設けている。一方、移動局は基地局から送信されるバースト信号のトレーニング信号区間に受信信号に対する同期を確立し、続くデータ信号を受信するが、基地局でmodulo演算部72により $2M$ の整数倍を入力信号 $\{a_T(i) - w_b^* b(i-1)\}$ に対し減算又は加算した場合、移動局側でそれを受信する際に、キャリア同期が困難になる問題が生じる。特に、キャリア同期がトレーニング信号区間においてとれないと、移動局は基地局からの送信信号を正しく受信できない。そこで、図6に示す複素乗算器77に例えば図16Aに示すような増幅率が1と0を繰り返して変化する利得制御信号 G_0 をトレーニング信号区間において与えることにより、図16Bに示すように、送信歪信号 $b(i)$ をパルス状にし、それによって絶対値の大きな信号が帰還しないようにする。この利得制御はトレーニング信号区間のみ

行い、データ信号区間では利得信号 G_0 を1に設定する。このトレーニング信号区間の利得制御は、前述したの実施例にも適用することができる。

また、上述の各実施例では、希望波の遅延波の最大遅延時間を $1T$ としてきたが、最大遅延時間 NT (N は2以上の整数)の場合の拡張は容易であり、図6、11の帰還形フィルタ部64の複素乗算器63と、送信歪部76の複素乗算器74、及び図7、9、12、13の帰還フィルタ部85の複素乗算器83を、それぞれ N タップのシンボル間隔形トランスバーサルフィルタに置き換え、そのタップ係数を帰還形フィルタ係数とすればよい。ただし、図9の構成例では遅延素子82の遅延時間を NT にする必要がある。

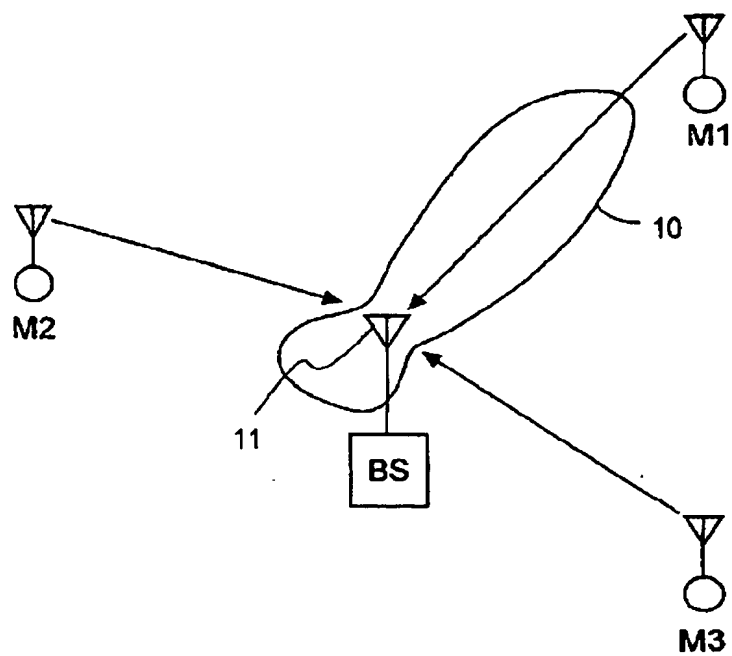
発明の効果

以上説明したように、周波数選択性フェージング条件の場合でも受信伝送特性が劣化せず、かつ、送信信号をフィルタリングすることで遅延波による符号間干渉を抑えることができるので、移動局の受信機に等化器の機能を必要としないアダプティブアレイ送受信機を提供することができる。

同一チャネル干渉が無視できず、高速伝送を行う無線システムに利用すると効果的である。

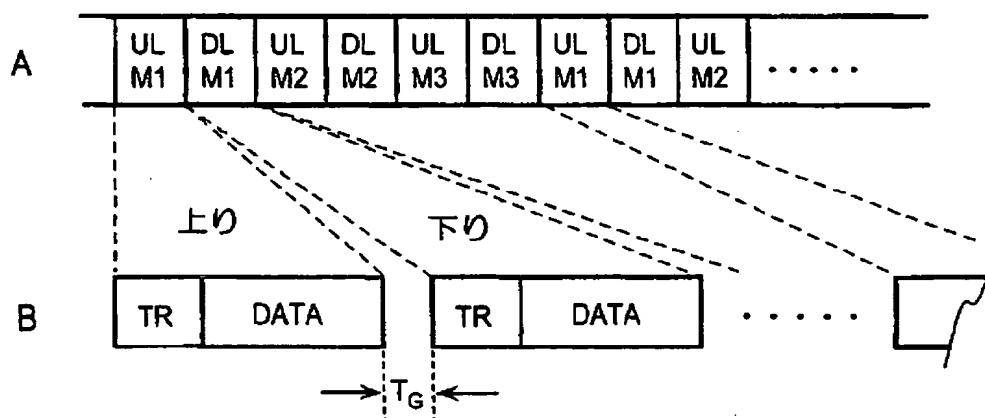
【図1】

図1



【図2】

図2



【図3】

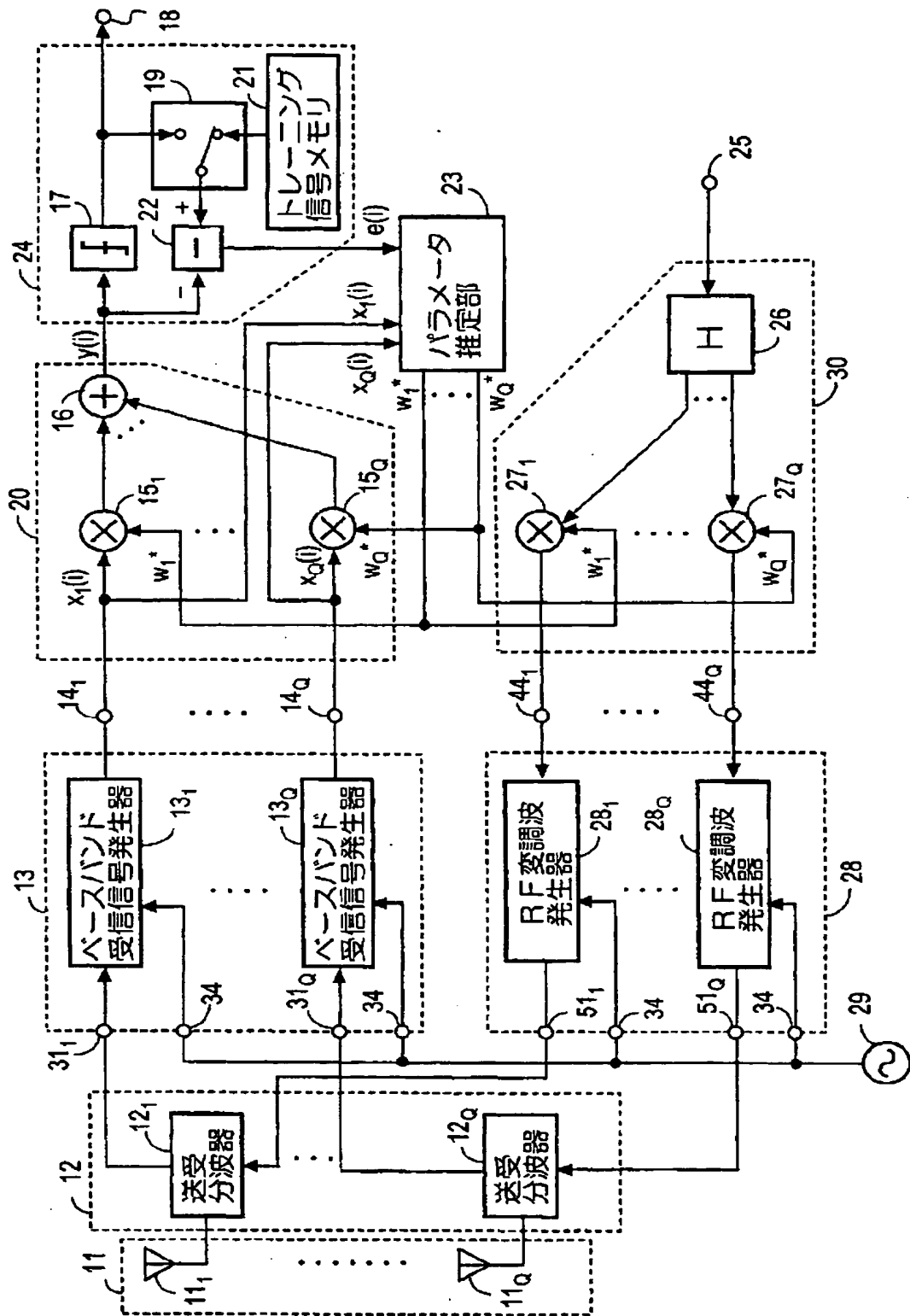
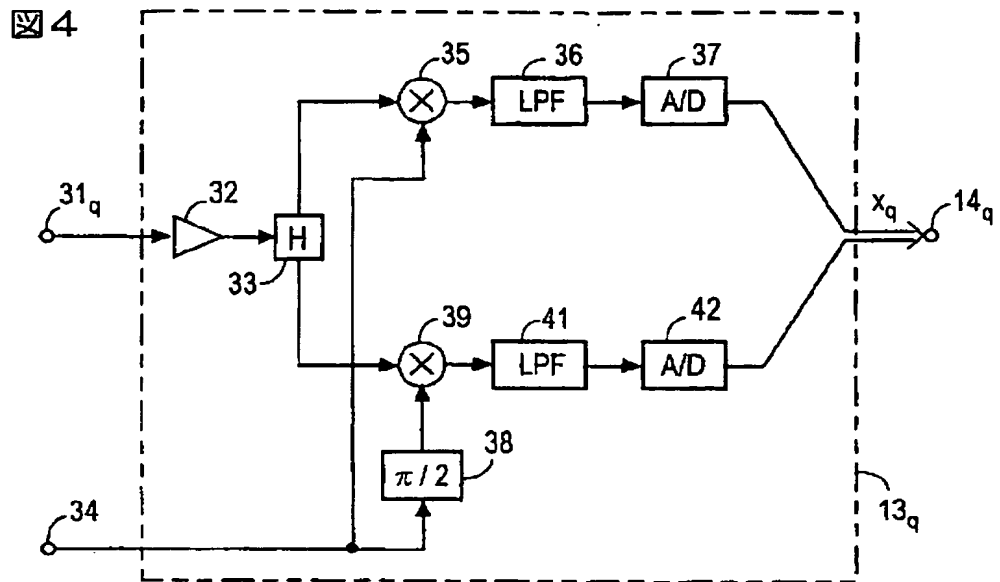
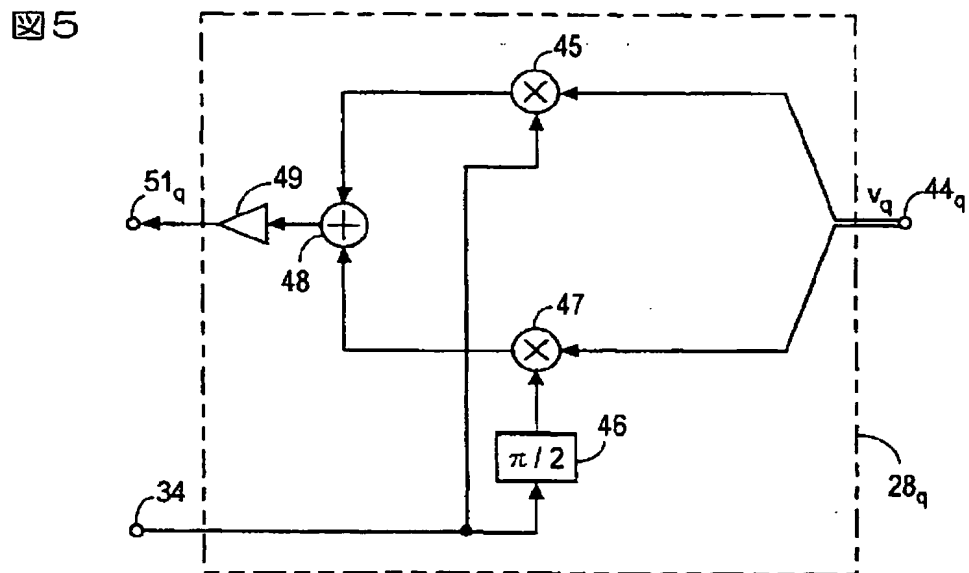


図3

【図4】



【図5】



【図7】

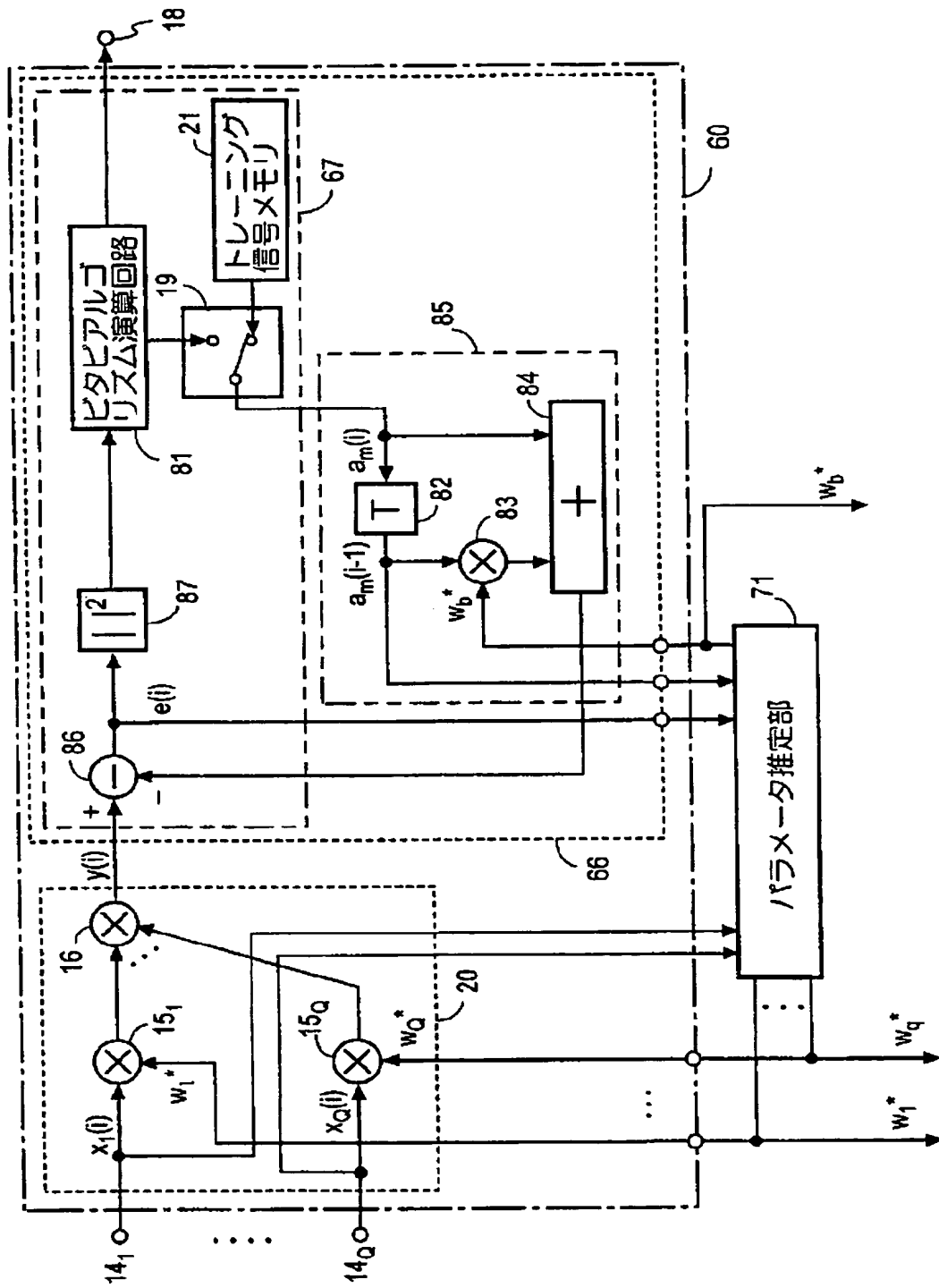
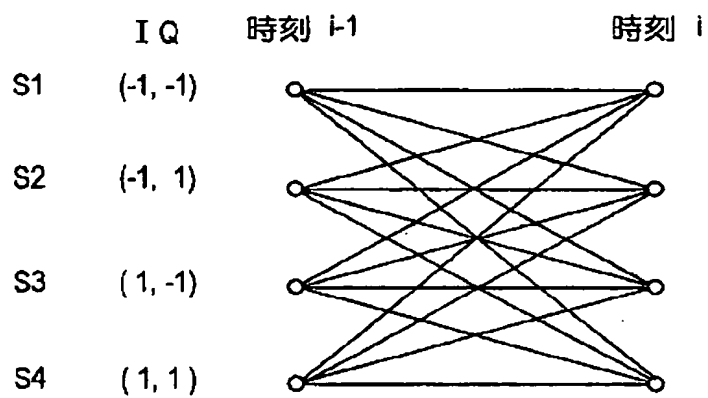


図7

【図8】

図8



【図9】

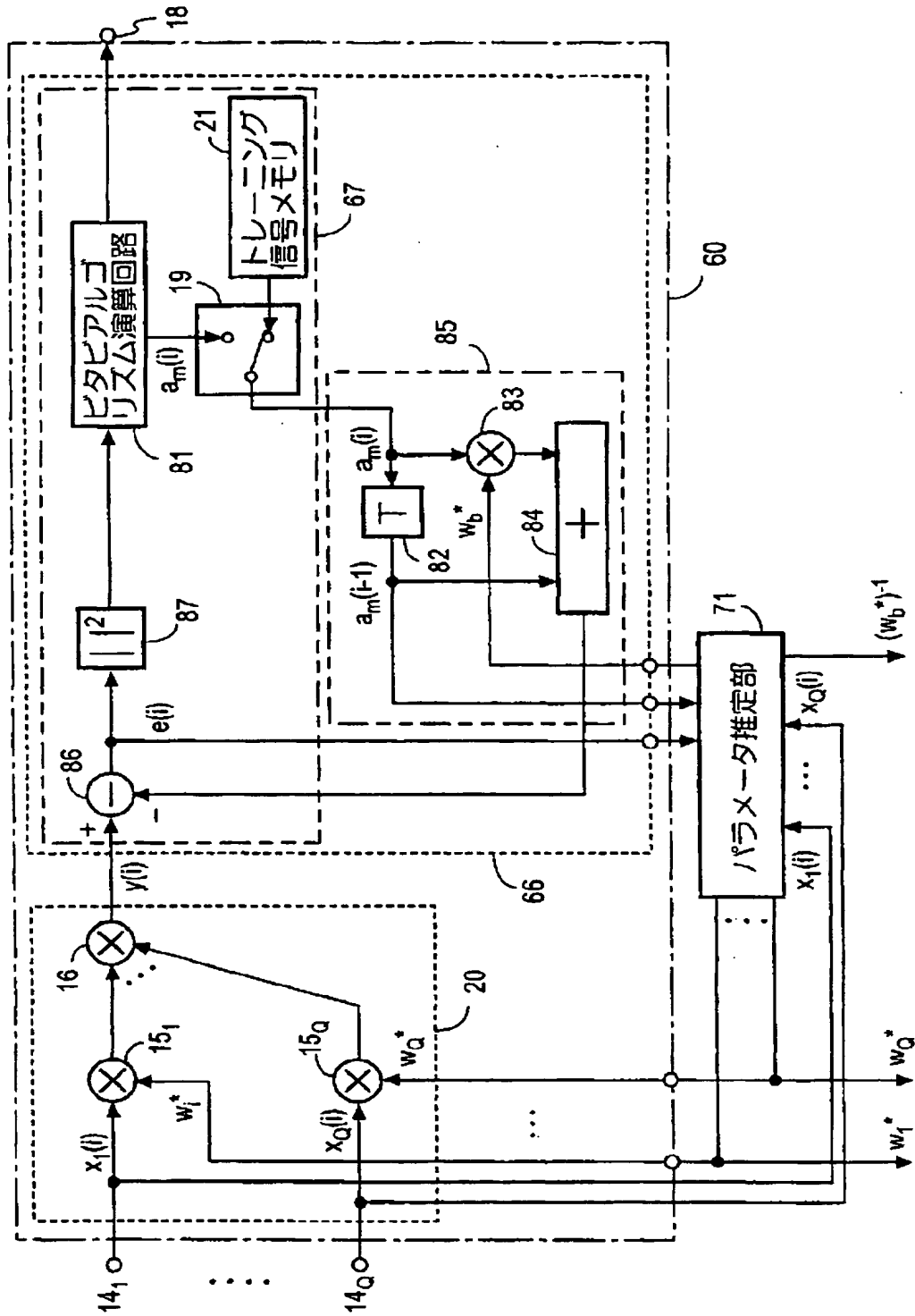


図9

【図10】

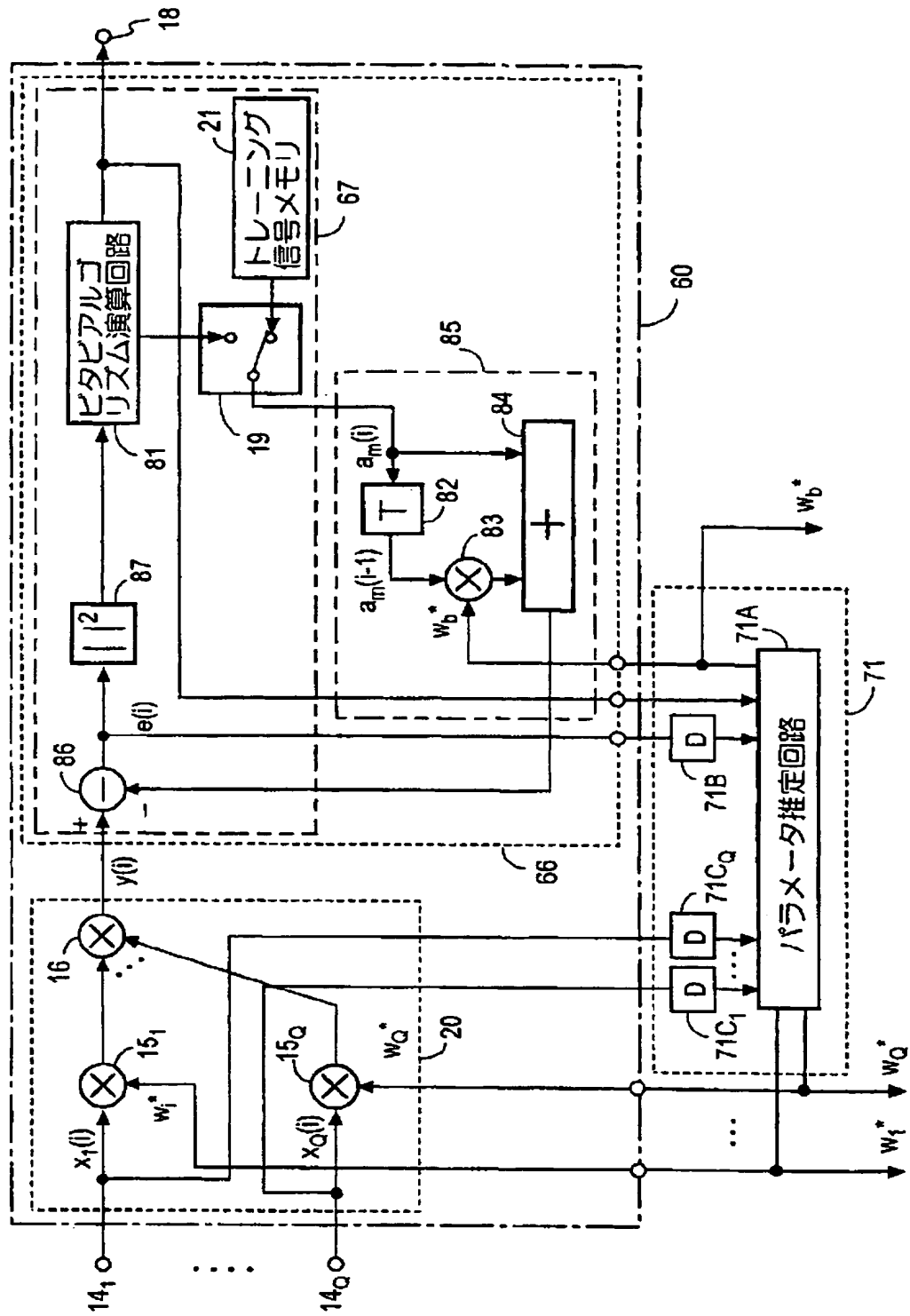


図10

【図11】

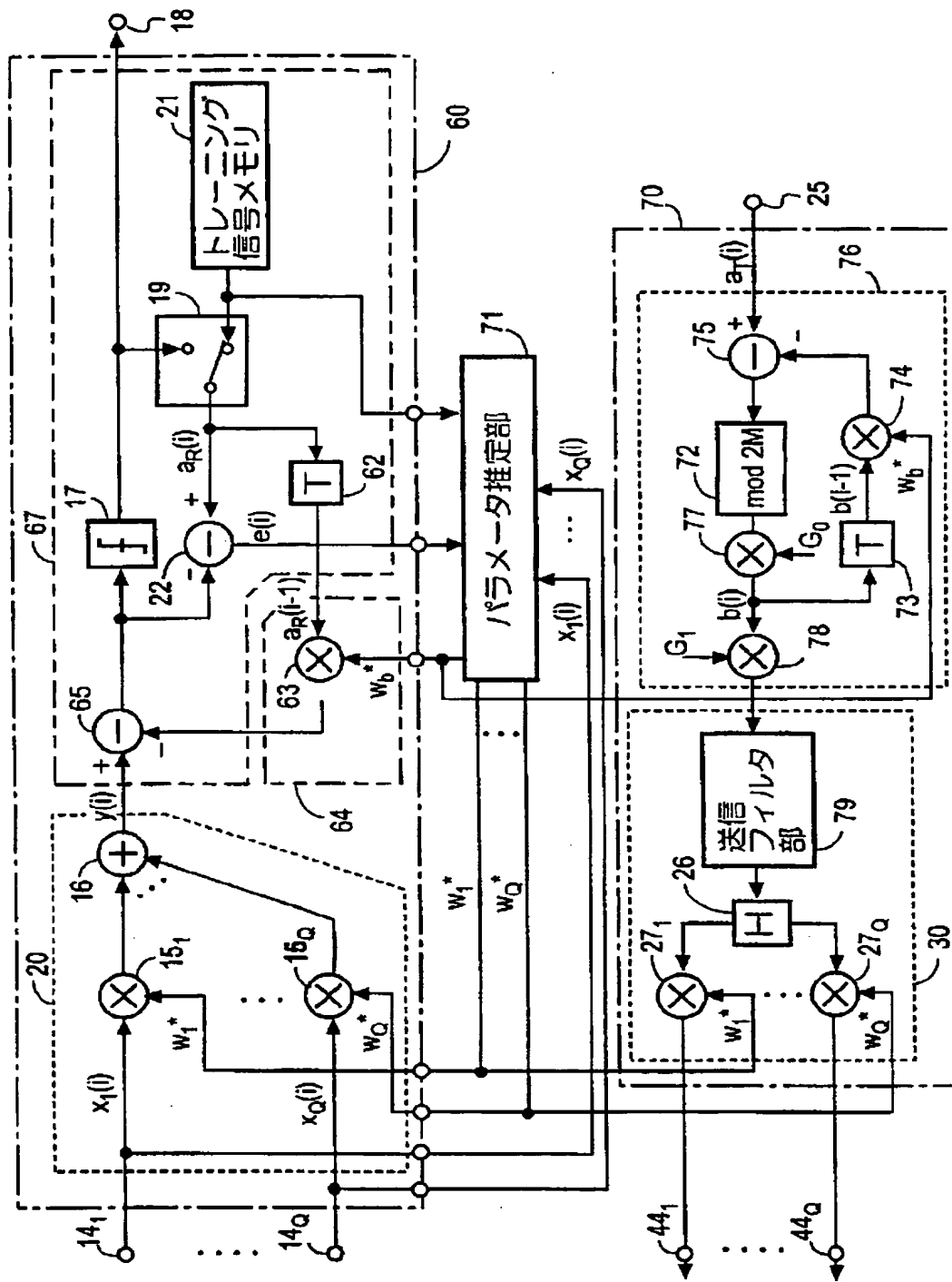


図 11

【図12】

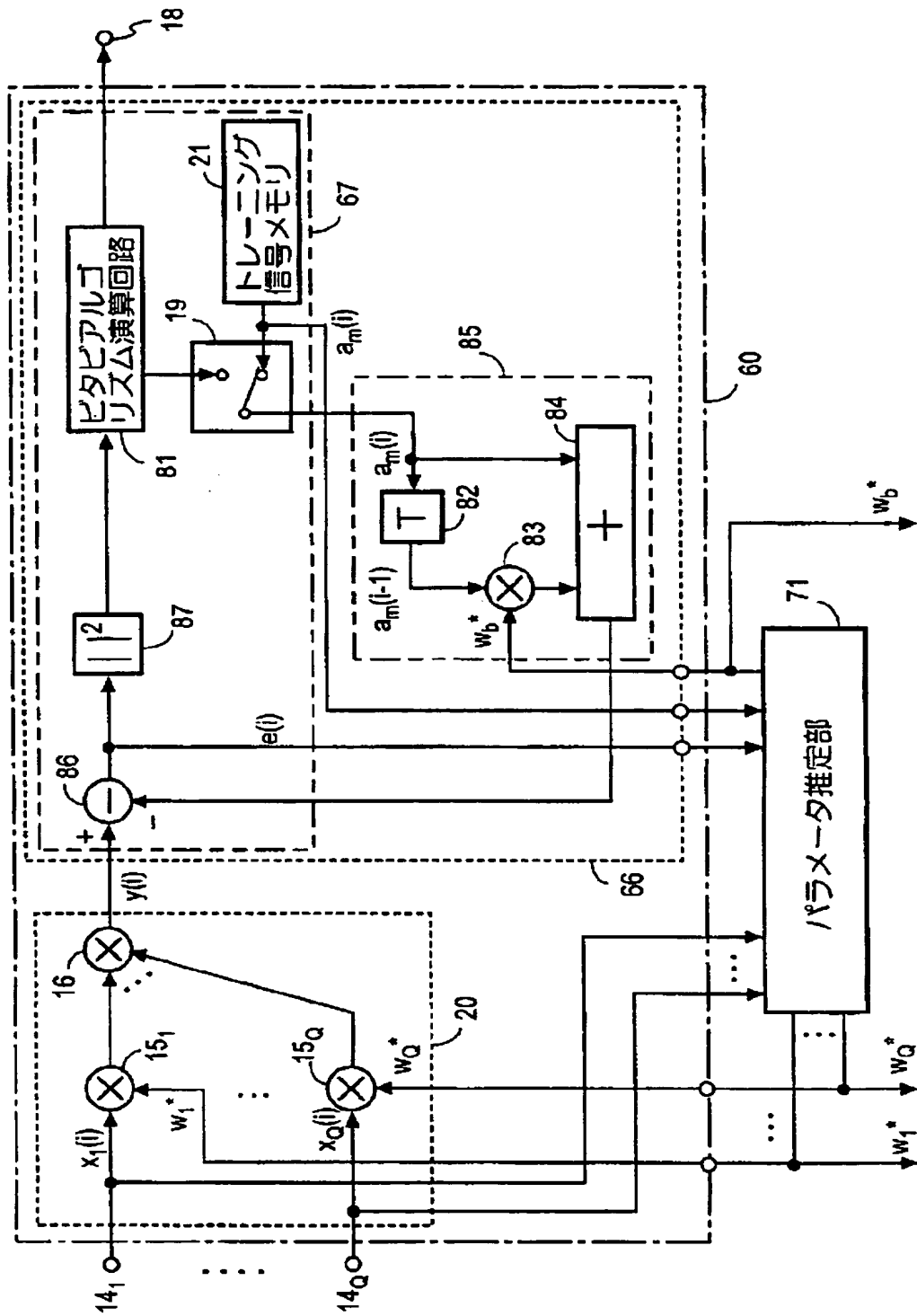


図12

【図13】

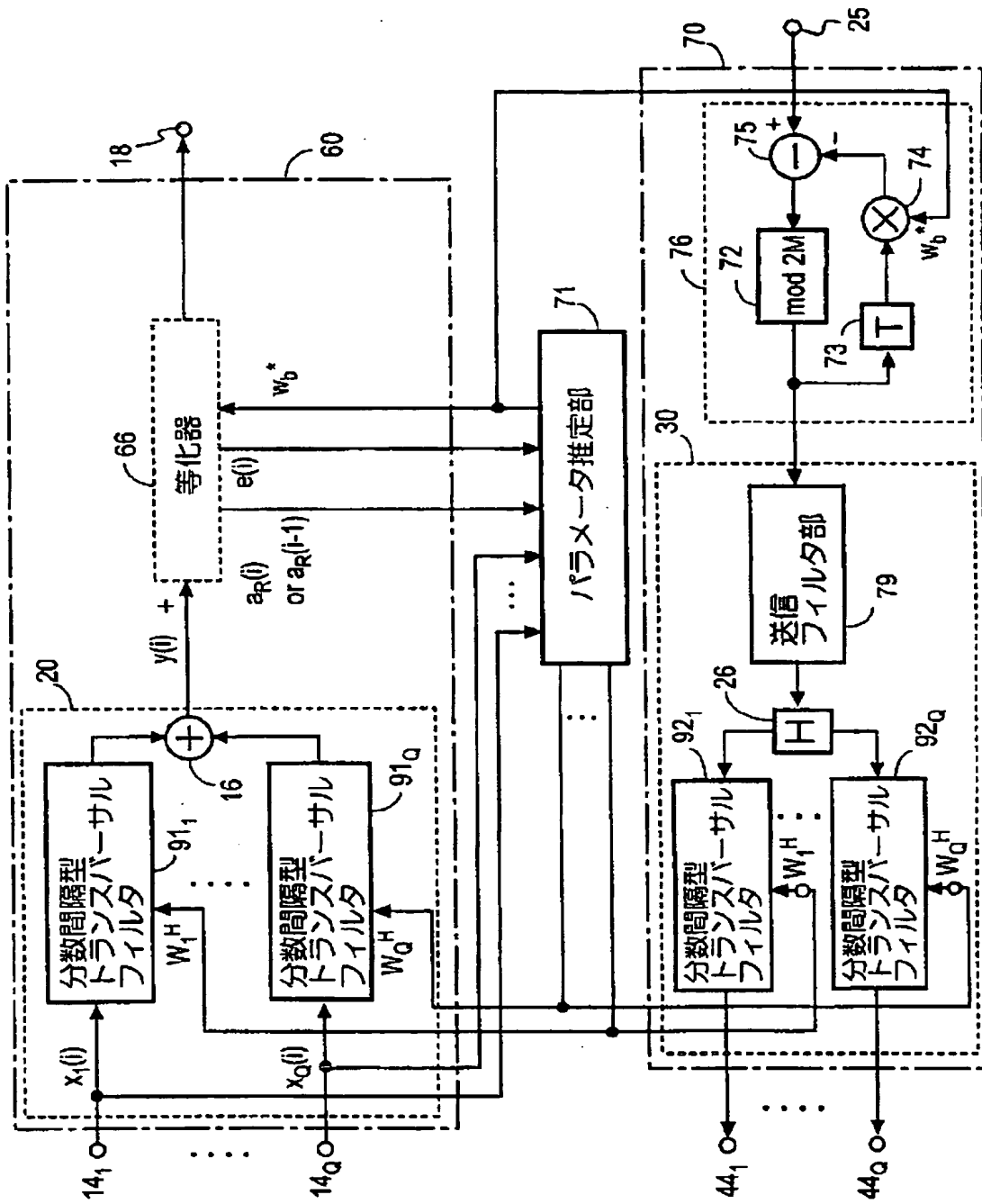
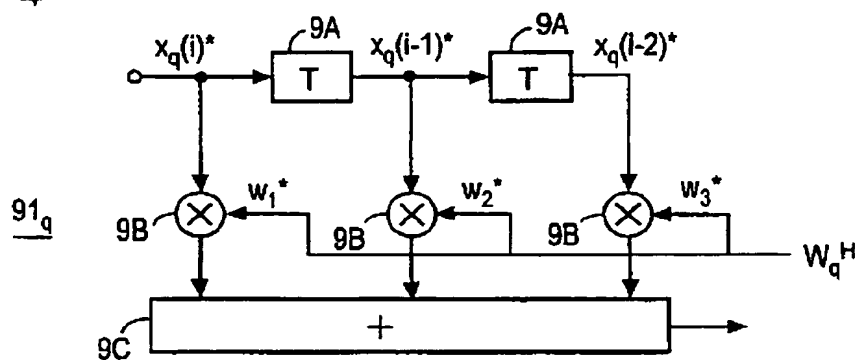


図13

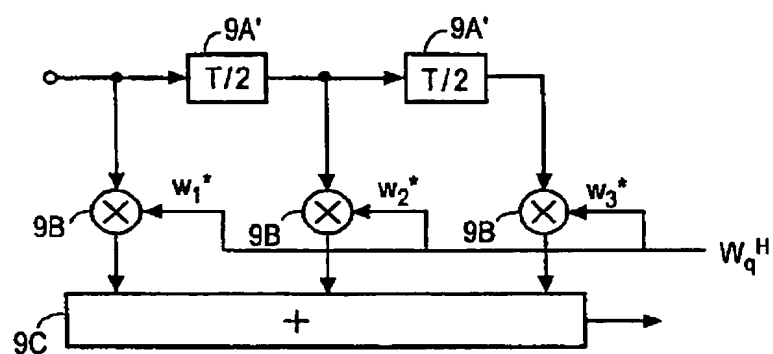
【図14】

図14



【図15】

図15



【図16】

図16A

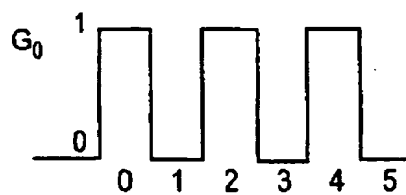
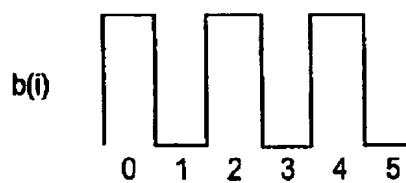


図16B



【国際調査報告】

国際調査報告		国際出願番号 PCT/J P 98/02421
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))		
Int. Cl. ⁸ H04B7/005, H01Q3/26		
B. 調査を行った分野		
調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))		
Int. Cl. ⁸ H04B7/005, H01Q3/26-3/42		
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの		
日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-1998年 日本国登録実用新案公報 1994-1998年 日本国実用新案登録公報 1996-1998年		
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP, 6-204902, A (日本電気株式会社) 22. 7月. 1994 (22. 07. 94) 全文, 第1-16図 & EP, 604956, A & US, 5689528, A	1-15
Y	JP, 7-95655, A (株式会社東芝) 7. 4月. 1995 (07. 04. 95) 第2頁第1欄第21~30行, 第2頁第2欄第27~32行, 第4頁第5欄第23行~同頁第6欄第22行, 第6頁第9欄第32~45行, 第1-12図 (ファミリーなし)	1-15
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」 先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願		
の日の後に公表された文献 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日	25. 08. 98	国際調査報告の発送日
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 郵便番号 100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官 (権限のある職員) 青木 重徳 電話番号 03-3581-1101 内線 3538
		5 J 4229 印

国際調査報告

国際出願番号 PCT/J P 98/02421

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP, 6-53727, A (モトローラ・インコーポレイテッド) 25. 2月. 1994 (25. 02. 94) 第4頁第6欄第30行～第5頁第7欄第3行, 第1-4図 & GB, 2266998, A & DE, 4314739, A & FR, 2691842, A & US, 5274844, A	1-15
Y	JP, 7-336129, A (日本電気株式会社) 22. 12月. 1995 (22. 12. 95) 第9頁第16欄第17～49行, 第1-5図 & EP, 687076, A & US, 5752173, A	1-15
Y	JP, 7-235896, A (日本電信電話株式会社) 5. 9月. 1995 (05. 09. 95) 第2頁第2欄第21行～第3頁第3欄第29行, 第8頁第13欄第14～46行, 第1-24図 (ファミリーなし)	5-9
A	JP, 3-35622, A (松下電器産業株式会社) 15. 2月. 1991 (15. 02. 91) 全文, 第1-2図 (ファミリーなし)	1-15
P, X	電子情報通信学会技術研究報告 Vol. 97, No. 484(DSP97 125-146) 22. 1月. 1998 (22. 01. 98) p. 55-60	1-4, 10-15
P, Y		5-9
P, Y	電子情報通信学会技術研究報告 Vol. 97, No. 382(A-P97 133-147) 20. 11月. 1997 (20. 11. 97) p. 85-92	5-9

(注) この公表は、国際事務局 (W I P O) により国際公開された公報を基に作成したものである。

なおこの公表に係る日本語特許出願 (日本語実用新案登録出願) の国際公開の効果は、特許法第 1 8 4 条の 1 0 第 1 項 (実用新案法第 4 8 条の 1 3 第 2 項) により生ずるものであり、本掲載とは関係ありません。

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.